

45370



PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of: :
Hun-Kee Kim et al. : Group Art Unit: 2681
Serial No.: 10/611,425 : Examiner:
Filed: July 2, 2003 :
For: ADAPTIVE TRANSIT ANTENNA :
DIVERSITY APPARATUS AND :
METHOD IN A MOBILE :
COMMUNICATION SYSTEM :
:

TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENT

COMMISSIONER FOR PATENTS
P. O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

In order to perfect the claim for priority under 35 U.S.C. §119(a), the Applicants herewith submit a certified copy of Korean Patent Application No. 2002-0038274, as filed on July 3, 2002. Should anything further be required, the Office is asked to contact the undersigned attorney at the local telephone number listed below.

Respectfully submitted,



Peter L. Kendall
Attorney of Record
Reg. No.: 46,246

Roylance, Abrams, Berdo & Goodman, L.L.P.
1300 19th Street, N.W., Suite 600
Washington, D.C. 20036-2680
(202) 659-9076

Dated: December 1, 2003



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.

출 원 번 호 : 10-2002-0038274
Application Number

출 원 년 월 일 : 2002년 07월 03일
Date of Application

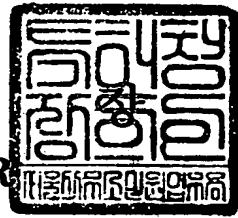
출 원 인 : 삼성전자주식회사
Applicant(s) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.



2003 년 07 월 02 일

특 허 청

COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0006
【제출일자】	2002.07.03
【국제특허분류】	H04B
【발명의 명칭】	이동 통신 시스템에서 적응적 전송 안테나 다이버시티 장치 및 방법
【발명의 영문명칭】	APPARATUS FOR ADAPTIVE TRANSMIT ANTENNA DIVERSITY IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM AND METHOD THEREOF
【출원인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【대리인】	
【성명】	이건주
【대리인코드】	9-1998-000339-8
【포괄위임등록번호】	1999-006038-0
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김현기
【성명의 영문표기】	KIM, Hun-Kee
【주민등록번호】	660717-1162634
【우편번호】	156-771
【주소】	서울특별시 동작구 사당동 신동아아파트 406-1006
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	이용석
【성명의 영문표기】	LEE, Yong Suk
【주민등록번호】	730425-1347934
【우편번호】	449-712
【주소】	경기도 용인시 기흥읍 삼성종합기술원
【국적】	KR

【발명자】

【성명의 국문표기】 김성진
 【성명의 영문표기】 KIM, Sung Jin
 【주민등록번호】 690116-1830014
 【우편번호】 442-470
 【주소】 경기도 수원시 팔달구 영통동 청명마을 주공아파트 404-1201
 【국적】 KR

【발명자】

【성명의 국문표기】 이강민
 【성명의 영문표기】 LEE, Kang Min
 【주민등록번호】 740204-1005711
 【우편번호】 463-500
 【주소】 경기도 성남시 분당구 구미동 무지개마을 주공아파트 405-704
 【국적】 KR

【발명자】

【성명의 국문표기】 문용석
 【성명의 영문표기】 MOON, Yong Suk
 【주민등록번호】 630816-1932314
 【우편번호】 463-500
 【주소】 경기도 성남시 분당구 구미동 까치마을 주공아파트 205-502
 【국적】 KR

【발명자】

【성명의 국문표기】 김노선
 【성명의 영문표기】 KIM, Noh Sun
 【주민등록번호】 731203-1451011
 【우편번호】 442-370
 【주소】 경기도 수원시 팔달구 매탄동 1160-15
 【국적】 KR
 【취지】 특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다. 대
 리인 이건
 주 (인)

【수수료】

【기본출원료】	20	면	29,000	원
【가산출원료】	35	면	35,000	원
【우선권주장료】	0	건	0	원
【심사청구료】	0	항	0	원
【합계】			64,000	원

【요약서】**【요약】**

본 발명은 이동 통신 시스템에서 전송 안테나 다이버시티 방식들 중 하나를 적응적으로 적용하기 위한 장치 및 방법에 관한 것으로서, 사용자 단말기는 기지국으로부터 파일럿 채널 신호를 수신하여 파일럿 채널의 채널 응답을 추정하고, 상기 추정한 채널 응답을 이용하여 페이딩 채널 속도를 계산한 후, 상기 페이딩 채널 속도에 적합한 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정하며, 상기 결정한 전송 안테나 다이버시티 방식을 포함하는 피드백 정보를 상기 기지국으로 전송하여 상기 기지국이 상기 피드백 정보에 포함되어 있는 전송 안테나 다이버시티 방식으로 상기 사용자 단말기에 전송할 채널 신호의 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정하여 채널 상황에 적응적인 전송 안테나 다이버시티를 적용한다.

【대표도】

도 6

【색인어】

전송 안테나 다이버시티, 채널 속도, 채널 응답, 자기 상관 함수, 피드백 정보

【명세서】

【발명의 명칭】

이동 통신 시스템에서 적응적 전송 안테나 다이버시티 장치 및 방법{APPARATUS FOR ADAPTIVE TRANSMIT ANTENNA DIVERSITY IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM AND METHOD THEREOF}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 일반적인 시공간 전송 다이버시티 방식을 이용하는 데이터 송신 장치 내부 구조를 도시한 도면

도 2는 일반적인 폐루프 전송 다이버시티 방식에서 이용하는 피드백 정보를 개략적으로 도시한 도면

도 3은 일반적인 전송 안테나 어레이 방식을 이용하는 데이터 송신 장치 내부 구조를 도시한 도면

도 4는 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하기 위한 기지국 장치 내부 구조를 도시한 블록도

도 5는 도 4의 전송 데이터 변환기(68)의 내부 구조를 도시한 블록도

도 6은 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하기 위한 사용자 단말기 내부 구조를 도시한 블록도이다.

도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 채널 속도에 따른 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점들을 개략적으로 도시한 도면

도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점들과 전송 안테나 다이버시티 방식들과의 매핑 관계를 개략적으로 도시한 도면

도 9는 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 피드백 정보 필드의 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 10은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 기지국의 적응적 전송 안테나 다이버시티 방식 적용 과정을 도시한 흐름도

도 11은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 사용자 단말기의 적응적 전송 안테나 다이버시티 적용 과정을 도시한 순서도

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

<12> 본 발명은 이동 통신 시스템에 관한 것으로서, 특히 채널 상태에 따라 적응적으로 전송 다이버시티를 제공하는 장치 및 방법에 관한 것이다.

<13> 일반적으로 고속 순방향 패킷 접속(HSDPA: High Speed Downlink Packet Access: 이하 "HSDPA"라 칭하기로 한다.)방식은 광대역 부호 분할 다중 접속(W-CDMA: Wideband-Code Division Multiple Access, 이하 "W-CDMA"라 칭하기로 한다)통신시스템에서 순방향 고속 패킷 데이터 전송을 지원하기 위한 순방향 데이터 채널인 고속 순방향 공통 채널(HS-DSCH: High Speed - Downlink Shared Channel, 이하 "HS-DSCH"라 칭하기로 한다)과 이와 관련된 제어채널들 및 이들을 위한 장치,

시스템, 방법들을 총칭한다. 여기서, 설명의 편의상 제 3세대 비동기 이동 통신 방식의 표준인 3GPP(3rd Generation Partnership Project)에서의 HSDPA 방식을 일 예로 들어 설명하지만, 두 개 혹은 그 이상의 전송 안테나를 이용하여 전송 다이버시티를 구현하는 다른 모든 통신 시스템에서도 본 발명이 적용됨은 물론이다.

<14> 상기 HSDPA 방식을 사용하는 통신 시스템에서 고속 패킷 데이터 전송을 지원하기 위해서 하기 3가지 방식, 즉 적응적 변조방식 및 코딩 방식(AMC: Adaptive Modulation and Coding, 이하 "AMC"라 칭하기로 한다), 복합 재전송 방식(HARQ: Hybrid Automatic Retransmission Request, 이하 "HARQ"라 칭하기로 한다) 및 빠른 셀 선택(FCS: Fast Cell Select, 이하 "FCS"라 칭하기로 한다)방식을 새롭게 도입하였다.

<15> 첫 번째로, 상기 AMC 방식에 대해 설명하기로 한다.

<16> 상기 AMC 방식은 셀(cell), 즉 기지국(Node B)과 사용자 단말기(UE: User Equipment, 이하 "UE"라 칭한다) 사이의 채널 상태에 따라 서로 다른 데이터 채널의 변조방식과 코딩방식을 결정해서, 상기 셀 전체의 사용효율을 향상시키는 데이터 전송 방식을 말한다. 상기 AMC 방식은 복수개의 변조방식들과 복수개의 코딩방식들을 가지며, 상기 변조방식들과 코딩방식들을 조합하여 데이터 채널 신호를 변조 및 코딩한다. 통상적으로 상기 변조방식들과 코딩방식들의 조합들 각각을 변조 및 코딩 스킴(MCS ; Modulation and Coding Scheme, 이하 "MCS"라 칭하기로 한다)이라고 하며, 상기 MCS 수에 따라 레벨(level) 1에서 레벨(level) N까지 복수개의 MCS들을 정의할 수 있다. 즉, 상기 AMC 방식은 상기 MCS의 레벨(level)을 상기 UE와 현재 무선 접속되어 있는 기지국 사이의 채널 상태에 따라 적응적으로 결정하여 상기 기지국 전체 시스템 효율을 향상시키는 방식이다.

<17> 두 번째로, HARQ 방식, 특히 다채널 정지-대기 혼합 자동 재전송(N-channel SAW

HARQ: n-channel Stop And Wait Hybrid Automatic Retransmission Request, 이하 "

N-channel SAW HARQ"라 칭하기로 한다. 그러면 여기서 N-SAW HARQ 방식을 설명하기로 한다.

<18> 통상적인 ARQ(Automatic Retransmission Request, 이하 "ARQ"라 칭하기로 한다) 방식은 UE와 기지국 제어기(RNC: Radio Network Controller)간에 인지신호(ACK:

Acknowledgement, 이하 "ACK"라 칭하기로 한다)와 재전송 패킷데이터의 교환이 이루어졌다. 그런데 상기 HARQ 방식은 상기 ARQ 방식의 전송 효율을 증가시키기 위해 다음과 같은 2 가지 방안을 새롭게 적용한 것이다. 첫 번째 방안은 상기 HARQ는 UE와 기지국 사이에서의 재전송 요구 및 응답을 수행하는 것이고, 두 번째 방안은 오류가 발생한 데이터들을 일시적으로 저장하였다가 해당 데이터의 재전송 데이터와 콤바이닝(Combining)해서 전송하는 것이다. 또한, 상기 HSDPA 방식은 상기 UE와 기지국의 MAC HS-DSCH 사이에서 ACK과 재전송 패킷 데이터가 교환된다. 또한, 상기 HSDPA 방식에서는 N개의 논리적인

상기 N-channel SAW HARQ 방식을 도입하였다. 상기 SAW ARQ 방식의 경우 이전 패킷데이터에 대한 ACK를 수신하여야만 다음 패킷데이터를 전송한다. 그런데, 이렇게 이전 패킷데이터에 대한 ACK를 수신한 후에만 다음 패킷데이터를 전송하기 때문에 상기 SAW ARQ 방식은 패킷데이터를 현재 전송할 수 있음에도 불구하고 ACK를 대기하여야 하는 경우가 발생할 수 있다는 단점이 있다. 상기 N-channel SAW HARQ 방식에서는 상기 이전 패킷데이터에 대한 ACK를 받지 않은 상태에서 다수의 패킷데이터들을 연속적으로 전송해서 채널의 사용 효율을 높일 수 있다. 즉, UE와 기지국간에 N 개의 논리적인 채널(Logical

Channel)들을 설정하고, 특정 시간 또는 채널 번호로 상기 N 개의 채널들 각각을 식별 가능하다면, 패킷 데이터를 수신하게 되는 상기 UE는 임의의 시점에서 수신한 패킷 데이터가 어느 채널을 통해 전송된 패킷 데이터인지를 알 수 있으며, 수신되어야 할 순서대로 패킷 데이터들을 재구성하거나 해당 패킷 데이터를 소프트 콤바이닝(soft combining)하는 등 필요한 조치를 취할 수 있다.

<19> 마지막으로 상기 FCS 방식을 설명하기로 한다.

<20> 상기 FCS 방식은 상기 HSDPA 방식을 사용하고 있는 UE가 셀 중첩지역, 즉 소프트 핸드오버 영역(soft handover region)에 위치할 경우 복수개의 셀들 중 채널 상태가 좋은 셀을 빠르게 선택하는 방법이다. 상기 FCS 방식은 구체적으로, (1) 상기 HSDPA를 사용하고 있는 UE가 제1기지국과 제2기지국의 셀 중첩지역에 진입할 경우, 상기 UE는 복수의 셀들, 즉 복수개의 기지국과의 무선 링크(이하 "Radio Link"라 칭하기로 한다)를 설정한다. 이때 상기 UE와 Radio Link를 설정한 셀들의 집합을 액티브 셋(active set)이라 칭하기로 한다. (2) 상기 액티브 셋에 포함된 셀들 중에서 가장 양호한 채널상태를 유지하고 있는 셀로부터만 HSDPA용 패킷 데이터를 수신하여 전체적인 간섭(interference)을 감소시킨다. 여기서, 상기 액티브 셋에서 채널상태가 가장 양호하여 HSDPA 패킷 데이터를 전송하는 셀을 베스트 셀(best

cell)이라 하고, 상기 UE는 상기 액티브 셋에 속하는 셀들의 채널 상태를 주기적으로 검사하여 현재 베스트 셀보다 채널 상태가 더 좋은 셀이 발생하는지를 검사한다. 상기 검사 결과 현재 베스트 셀보다 채널 상태가 더 좋은 셀이 발생할 경우 상기 UE는 베스트 셀을 새로 발생한 채널 상태가 더 좋은 셀로 바꾸기 위해 베스트 셀 지시자(Best Cell Indicator) 등을 상기 액티브 셋에 속해있는 모든 셀들로 전송한다. 상기 베스트 셀 지시자에는 베스트 셀로 선택된 셀의 식별자가 포함되어 전송되고, 상기 액티브 셋내의 셀들은 상기 베스트 셀 지시자를 수신하고, 그 수신한 베스트 셀 지시자에 포함된 셀 식별자를 검사한다. 그래서 상기 액티브 셋 내의 셀들 각각은 상기 베스트 셀 지시자가 자신에게 해당하는 베스트 셀 지시자인지를 검사하고, 상기 검사 결과 베스트 셀로 선택된 해당 셀은 HS-DSCH를 이용해서 상기 UE로 패킷 데이터를 전송한다.

<21> 상기에서 설명한 바와 같이 HSDPA 방식을 사용하는 통신 시스템은 데이터 전송률을 높이기 위해서 여러 가지 새로운 방식들을 제안하고 있다. 그런데 상기와 같은 AMC, HARQ, FCS 등과 같은 새로운 방식들 뿐만 아니라 데이터 전송률을 높이기 위한 또 다른 방식으로는 무선 채널(radio channel) 상에서 발생하는 페이딩(fading) 현상을 극복하기 위한 전송 안테나 다이버시티(transmit antenna diversity) 방식이 존재한다. 여기서, 상기 전송 안테나 다이버시티 방식이라 함은 적어도 2개 이상의 전송 안테나들을 이용하여 신호를 송신함으로써 페이딩 현상에 따른 전송 데이터 손실을 최소화함으로써 데이터 전송률을 높이는 방식을 의미한다. 그러면 여기서 상기 전송 안테나 다이버시티 방식을 설명하기로 한다.

<22> 일반적으로 이동 통신 시스템에 존재하는 무선 채널 환경은 유선 채널 환경과는 달리 다중 경로 간섭(multipath interference)과, 쉐도우잉(shadowing)과, 전파 감쇠와,

시변 잡음 및 간섭 등과 같은 여러 요인들로 인해 실제 송신신호에서 왜곡된 신호를 수신하게 된다. 여기서, 상기 다중 경로 간섭에 의한 페이딩은 반사체나 사용자, 즉 UE의 이동성에 밀접한 관련을 가지며, 실제 송신 신호와 간섭 신호가 혼재한 형태로 수신된다. 그래서, 상기 수신신호는 실제 송신 신호에서 심한 왜곡을 겪은 신호 형태가 되어 전체 이동 통신 시스템의 성능을 저하시키는 요인으로 작용하게 된다. 결과적으로 상기 페이딩은 수신 신호의 크기(amplitude)와 위상(phase)을 왜곡시킬 수 있어, 무선 채널 환경에서 고속의 데이터 통신을 방해하는 주요 원인이며, 상기 페이딩 현상을 해결하기 위한 많은 연구들이 진행되고 있다.

<23> 상기 페이딩 현상을 해결하기 위한 방식들중 효과적인 방식으로서 전송 안테나 다이버시티 방식이 대두되고 있다. 상기 전송 안테나 다이버시티 방식은 무선 채널 환경에서 독립적인 페이딩 현상을 겪은 다수의 전송 신호들을 수신하여 페이딩에 따른 왜곡을 대처하게 된다. 상기 전송 안테나 다이버시티 방식에는 시간 다이버시티(time diversity)와, 주파수 다이버시티(frequency diversity)와, 다중 경로 다이버시티(multipath diversity) 및 공간 다이버시티(space diversity) 등과 같은 다양한 방식들이 존재한다. 상기 시간 다이버시티는 인터리빙(interleaving) 등과 같은 방법을 이용하여 무선 채널 환경에서 발생하는 버스트 에러(burst error)에 효과적으로 대응하며, 상기 주파수 다이버시티는 서로 다른 주파수로 전송된 신호가 서로 다른 다중 경로를 겪어 다이버시티 이득을 얻으며, 상기 다중 경로 다이버시티는 다중 경로 신호가 서로 다른 페이딩 정보를 가지기 때문에 상기의 다중 경로 신호를 분리하여 다이버시티를 획득하며, 상기 공간 다이버시티는 기지국 혹은 UE가 다수개의 안테나들을 사용하여 신호를 송수신함으로써 서로 독립적인 페이딩을 겪게 함으로써 다이버시티 이득을 얻는다.

<24> 상기 공간 다이버시티의 경우 다수개의 안테나들을 사용하고 있으며, 일반적으로 기지국이 2개 이상의 안테나들을 구비하여 무선 링크(radio link)의 성능을 향상시키는 시스템이 제안되고 있다. 상기 공간 다이버시티의 경우 UE 역시 2개 이상의 안테나들을 구비하여 무선 링크 성능을 향상시킬수 있지만, UE의 경우 전력 소모, 소형화, 경량화 및 복잡도 등과 같은 다수의 제약 요인들을 가지고 있어, 일반적으로 공간 다이버시티의 경우 기지국에 적용하는 형태를 취하고 있다. 이런 이유로 기지국은 다수의 안테나들을 이용하여 신호를 전송하고, UE는 하나의 안테나로 신호를 수신하지만 다수의 안테나들을 구비한 경우와 유사한 다이버시티 이득을 발생시켜 무선 채널의 페이딩을 극복하는 방안들이 제안되고 있다. 특히, 3GPP에서 제안하는 차세대 이동 통신시스템을 위한 2개 이상의 전송 안테나들을 이용하여 공간 다이버시티를 구현하는 방법들이 현재 많은 관심의 대상이 되고 있다. 상기 차세대 이동 통신 시스템을 위해 제안된 공간 다이버시티 방식은 무선 채널 상태에 관한 정보 없이 시공간 부호화(Space-Time Coding)를 사용하는 개루프(open loop) 방식의 전송 안테나 다이버시티 방식인 시공간 전송 다이버시티(STTD: Space Time Transmit Diversity, 이하 "STTD"라 칭하기로 한다) 방식과, 무선 채널 상태에 관한 정보를 UE로부터 피드백(feedback)받아 이용하는 폐루프 전송 안테나 다이버시티 방식인 전송 안테나 어레이(TxAA: Transmit Antenna Array, 이하 "TxAA"라 칭하기로 한다) 방식 등이 존재한다.

<25> 그러면 여기서 도 1을 참조하여 상기 개루프 방식인 STTD 방식을 이용하여 데이터를 송신하는 송신장치 구조를 설명하기로 한다.

<26> 상기 도 1은 일반적인 시공간 전송 다이버시티 방식을 이용하는 데이터 송신 장치 내부 구조를 도시한 도면이다.

<27> 상기 도 1을 참조하면, 먼저 상기 데이터 송신 장치, 즉 기지국 송신 장치는 채널 부호화(channel coding)와 인터리빙(interleaving) 등과 같은 일련의 데이터 처리 과정을 거친 입력 데이터, 즉 입력 심벌(symbol)을 STTD 방식으로 부호화하는 STTD 부호화기(20)와, 상기 STTD 부호화기(20)에서 출력하는 STTD 부호화된 심벌들 각각에 해당하는 채널화 코드(channelization code) 및 스크램블링 코드(scrambling code)를 생성하는 채널화 코드/스크램블링 코드 생성기(26)와, 상기 채널화 코드/스크램블링 코드 생성기(26)에서 생성한 채널화 코드와, 스크램블링 코드를 상기 STTD 부호화된 심벌들 각각에 곱해주는 곱셈기들(22),(24)과, 상기 곱셈기들(22),(24) 각각에서 출력한 신호에 해당 전송 전력을 곱해주는 곱셈기들(28),(30)과, 상기 곱셈기들(28),(30) 각각에서 출력하는 신호들을 에어(air) 상으로 전송하는 안테나들(32),(34)을 포함한다.

<28> 상기에서 설명한 데이터 송신 장치 구성을 상세히 설명하면 다음과 같다.

<29> 먼저, 상기 채널 부호화와 인터리빙 등과 같은 송신 데이터 처리 과정을 거친 심벌 (x_1, x_2) 은 상기 STTD 부호화기(20)로 입력된다. 그러면 상기 STTD 부호화기(20)는 상기 입력되는 심벌 (x_1, x_2) 을 STTD 방식으로 부호화한다. 여기서, 상기 STTD 부호화기(20)에서 상기 입력 심벌 (x_1, x_2) 을 STTD 부호화하는 방식을 설명하면 다음과 같다. 먼저, 상기 입력 심벌 (x_1, x_2) 은 하기 수학식 1과 같은 STTD 부호화 과정을 통해 부호화된 심벌들 (x_1, x_2) 과, $(-x_2^*, x_1^*)$ 로 출력된다.

<30>

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{cc} \text{Ant1} & \text{Ant2} \end{array} \\
 \begin{array}{c} \text{Time Symbol 1} \\ \text{Time Symbol 2} \end{array} \begin{pmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{pmatrix}
 \end{array}$$

【수학식 1】

<31> 상기 STTD 부호화기(20)는 상기 부호화된 심벌들 (x_1, x_2) 과, $(-x_2^*, x_1^*)$ 들을 각각 곱셈기(22)와, 곱셈기(24)로 출력한다. 상기 곱셈기(22)는 상기 STTD 부호화기(20)에서 출력한 부호화된 심벌 (x_1, x_2) 과 상기 채널화 코드/스크램블링 코드 생성기(26)에서 출력한 채널화 코드와, 스크램블링 코드를 곱한후 곱셈기(28)로 출력한다. 또한 상기 곱셈기(24)는 상기 STTD 부호화기(20)에서 출력한 부호화된 $(-x_2^*, x_1^*)$ 과 상기 채널화 코드/스크램블링 코드 생성기(26)에서 출력한 채널화 코드와, 스크램블링 코드를 곱한후 곱셈기(30)로 출력한다. 상기 곱셈기(28)는 상기 곱셈기(22)에서 출력한 신호를 입력하여 상기 (x_1, x_2) 에 할당된 전송 전력 $\sqrt{\frac{P}{2}}$ 을 곱한후 안테나(32)를 통해 에어상으로 송신한다. 또한, 상기 곱셈기(30)는 상기 곱셈기(24)에서 출력한 신호를 입력하여 상기 $(-x_2^*, x_1^*)$ 에 할당된 전송 전력 $\sqrt{\frac{P}{2}}$ 을 곱한후 안테나(34)를 통해 에어상으로 송신한다.

<32> 이와 같이 상기 안테나(32) 및 안테나(34)를 통해 송신된 신호는 데이터 수신 장치, 즉 UE수신 장치로 수신되고, 상기 데이터 수신 장치가 수신하는 신호는 하기 수학식 2와 같다.

<33> **【수학식 2】** $r_1 = h_1 x_1 - h_2 x_2^* + n_1$

<34> $r_2 = h_1 x_2 + h_2 x_1^* + n_2$

<35> 상기 수학식 2에서 r_1, r_2 는 해당 수신 시점의 수신 신호를 나타내며, h_1, h_2 는 상기 안테나(32) 및 안테나(34) 각각의 채널 응답(channel response)을 나타내며, n_1, n_2 는 백색 가우시안 잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise, 이하 "AWGN"이라 칭하기로 한다)을 나타낸다. 그러면, 상기 UE 수신 장치는 상기 수학식 2와 같은 형태로 수신

된 수신 신호를 하기 수학식 3과 같은 복조 과정을 통해 상기 기지국 송신 장치에서 송신한 원래의 송신 신호 형태로 복원한다.

$$<36> \quad \hat{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{r}_1 \mathbf{h}_1^* + \mathbf{r}_2 \mathbf{h}_2^* = (|\mathbf{h}_1|^2 + |\mathbf{h}_2|^2) \mathbf{x}_1$$

$$<37> \quad \hat{\mathbf{x}}_2 = -\mathbf{r}_1^* \mathbf{h}_2 + \mathbf{r}_2 \mathbf{h}_1^* = (|\mathbf{h}_1|^2 + |\mathbf{h}_2|^2) \mathbf{x}_2$$

<38> 그래서, 상기 UE 수신 장치는 상기와 같은 복조 과정에 따라 안테나들 각각으로부터의 독립적인 페이딩 성분을 결합하여 다이버시티 이득을 획득하게 된다.

<39> 상기 도 1에서는 개루프 방식인 STTD 방식을 설명하였으며, 다음으로 도 2를 참조하여 폐루프 전송 다이버시티 방식에서 사용하는 피드백 정보(FBI: FeedBack Information)를 설명하기로 한다.

<40> 상기 도 2는 일반적인 폐루프 전송 다이버시티 방식에서 이용하는 피드백 정보를 개략적으로 도시한 도면이다.

<41> 상기 도 2를 참조하면, 상기 피드백 정보는 UE에서 UTRAN(UMTS Telecommunication Radio Access Network)로 송신하는 정보로서, 상기 UE는 일 예로 전용 물리 채널 (DPCCH: Dedicated Physical Control Channel, 이하 "DPCCH"라 칭하기로 한다)의 피드백 정보(FBI) 필드를 통해 전송되며, 상기 피드백 정보를 살펴보면 다음과 같다. 먼저, N_{ph} 의 비트로 위상(phase)에 대한 정보를 나타내는 피드백 시그널링 메시지(FSM: Feedback Signaling Message, 이하 "FSM"이라 칭하기로 한다) 필드, 즉 FSM_{ph} 필드와, N_{po} 의 비트로 전력(power)에 대한 정보를 나타내는 FSM 필드, 즉 FSM_{po} 필드로 구성된다.

<42> 상기 도 2에서는 폐루프 전송 다이버시티 방식에서 사용하는 피드백 정보에 대해 설명하였으며, 다음으로 도 3을 참조하여 상기 폐루프 방식인 TxAA 방식을 이용하여 데이터를 송신하는 송신장치 구조를 설명하기로 한다.

<43> 그러면 여기서 상기 도 3을 설명하기에 앞서 상기 TxAA 방식을 설명하면 다음과 같다.

<44> 먼저, 상기 TxAA 방식은 그 동작 모드(mode)가 제1 TxAA 모드(이하 "TxAA Mode1"라 칭하기로 한다)와, 제2 TxAA 모드(이하 "TxAA Mode2"라 칭하기로 한다)의 2가지 모드로 크게 구분된다. 상기 TxAA Mode1에서 UE는 UE가 수신하는 신호의 수신전력이 최대가 되도록 UTRAN에서 사용할 가중치 w_1 , w_2 를 기지국에서 전송한 파일럿(pilot) 신호를 이용하여 계산한다. 즉, 상기 UE는 각 슬롯마다 제1안테나(ANT1)에 대한 제2안테나(ANT2)의 상대적 위상차를 계산하고, 상기 계산한 위상차를 양자화(quantization)시켜 기지국으로 송신한다. 상기 위상차는 π 와 0의 두 가지 값으로 나타나며, FSM_{ph} 필드를 통해 각각 1과 0으로 설정하여 UTRAN, 즉 기지국으로 전송한다.

<45> 상기 기지국은 각 슬롯의 FSM_{ph} 값을 하기 표1을 이용하여 제2안테나의 상대적 위상차인 ϕ_1 을 구한다. 그리고 나서 상기 ϕ_1 을 이용하여 상기 제2안테나의 가중치 벡터(vector)를 하기 수학식 4와 같이 계산한다.

<46>
$$w_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}, w_2 = \frac{\sum_{i=n-1}^n \cos(\phi_i)}{2} + j \frac{\sum_{i=n-1}^n \sin(\phi_i)}{2}$$

【수학식 4】

<47> 【표 1】

Slot # / FSM	0 0	1 $\pi/2$	2 0	3 $\pi/2$	4 0	5 $\pi/2$	6 $\pi/2$	7 0	8 $\pi/2$	9 0	10 $\pi/2$	11 0	12 $\pi/2$	13 0	14 $\pi/2$
	1 π		$-\pi/2$	π	$-\pi/2$	π	$-\pi/2$	π	$-\pi/2$	π	$-\pi/2$	π	$-\pi/2$	π	

<48> 다음으로 상기 TxAA Mode2에 대하여 설명하면 다음과 같다. 상기 TxAA Mode2는 TxAA Mode 1의 경우와는 다르게 위상 및 진폭, 즉 전력 정보 모두를 조정한다. 즉, 상기 TxAA Mode 1은 위상만을 조정하였으나, 상기 TxAA Mode2는 위상뿐만 아니라 진폭까지 모두 조정한다. 현재, UE에서 사용 가능한 가중치는 총 16개로 제안되고 있으며, 상기 16개의 가중치들 각각은 위상과 진폭이 구별되는 값을 가진다. 상기 위상과 진폭이 구별되는 피드백 정보, 즉 FSM_{ph} 와 FSM_{po} 를 나타내면 하기 표 2 및 표 3과 같다.

<49> 【표 2】

FSM_{po}	Power_ant1	Power_ant2
0	0.2	0.8
1	0.8	0.2

<50> 【표 3】

FSM_{ph}	Phase difference between antennas (radians)
000	π
001	$-3\pi/4$
011	$-\pi/2$
010	$-\pi/4$
110	0
111	$\pi/4$
101	$\pi/2$
100	$3\pi/4$

<51> 상기 표 2는 FSM_{po} 의 값을 나타내고 있으며, 일 예로 FSM_{po} 의 값이 0으로 설정되어 있을 경우 제1안테나의 진폭(Power_ant1)의 값이 0.2일 경우 제2안테나의 진폭

(Power_ant2)의 값은 0.8로 설정되는 것이다. 상기 표 3은 FSM_{ph} 의 값을 나타내고 있으며, 일 예로 FSM_{ph} 의 값이 000으로 설정되어 있을 경우 제1안테나와 제2안테나간의 위상차(Phase difference between antennas(radian))는 π 로 설정되는 것이다.

<52> 그래서 상기 제1안테나 및 제2안테나의 가중치 벡터는 하기 수학식 5와 같이 계산된다.

<53>

$$\underline{w} = \left[\frac{\sqrt{power_ant1}}{\sqrt{power_ant2} \exp(j phase_diff)} \right]_8$$

【수학식 5】

<54> 그러면 여기서 상기 도 3의 데이터 송신 장치를 설명하면 다음과 같다.

<55> 상기 도 3은 일반적인 전송 안테나 어레이 방식을 이용하는 데이터 송신 장치 내부 구조를 도시한 도면이다.

<56> 상기 도 3을 참조하면, 먼저 상기 데이터 송신 장치, 즉 기지국 송신 장치는 채널 부호화와 인터리빙 등과 같은 일련의 데이터 처리 과정을 거친 입력 데이터, 즉 입력 심벌 각각에 해당하는 채널화 코드 및 스크램블링 코드를 생성하는 채널화 코드, 스크램블링 코드 생성기(44)와, 상기 채널화 코드, 스크램블링 코드 생성기(44)에서 생성한 채널화 코드와, 스크램블링 코드를 상기 입력 심벌 각각에 곱해주는 곱셈기들(40), (42)과, 상기 곱셈기들(40), (42) 각각에서 출력한 신호에 해당 가중치를 곱해주는 곱셈기들(46), (48)과, 상기 곱셈기들(46), (48)에서 출력한 신호에 해당 전송 전력을 곱해주는 곱셈기들(50), (52)과, 상기 곱셈기들(50), (52) 각각에서 출력하는 신호들을 에어상으로 전송하는 안테나들(54), (56)을 포함한다.

<57> 상기에서 설명한 데이터 송신 장치 구성을 상세히 설명하면 다음과 같다.

<58> 먼저, 상기 채널 부호화와 인터리빙 등과 같은 송신 데이터 처리 과정을 거친 심벌 (x_1, x_2) 은 각각 곱셈기들(40), (42)로 입력된다.

<59> 상기 곱셈기(40)는 입력 심벌 (x_1, x_2) 과 상기 채널화 코드, 스크램블링 코드 생성기(44)에서 출력한 채널화 코드와, 스크램블링 코드를 곱한후 곱셈기(46)로 출력한다. 또한 상기 곱셈기(42)는 상기 입력 심벌 (x_1, x_2) 과 상기 채널화 코드/스크램블링 코드 생성기(26)에서 출력한 채널화 코드와, 스크램블링 코드를 곱한후 곱셈기(48)로 출력한다. 상기 곱셈기(46)는 상기 곱셈기(40)에서 출력한 신호를 입력하여 해당 가중치 w_1 을 곱한후 상기 곱셈기(50)로 출력한다. 상기 곱셈기(50)는 상기 곱셈기(46)에서 출력한 신호를 입력하여 해당 전송 전력 $\sqrt{\frac{P}{2}}$ 을 곱한후 안테나(54)를 통해 에어상으로 송신한다. 또한, 상기 곱셈기(48)는 상기 곱셈기(42)에서 출력한 신호를 입력하여 해당 가중치 w_2 를 곱한후 상기 곱셈기(52)로 출력한다. 상기 곱셈기(52)는 상기 곱셈기(48)에서 출력한 신호를 입력하여 해당 전송 전력 $\sqrt{\frac{P}{2}}$ 을 곱한후 안테나(56)를 통해 에어상으로 송신한다.

<60> 상기에서 설명한 바와 같은 전송 안테나 다이버시티 방식들 각각은 페이딩 채널의 속도에 따라 그 성능의 차이를 보여준다.

<61> 일 예로, UE의 이동 속도가 약 20Km/h 미만일 경우에는 상기 TxA Mode 2 방식이 가장 우수한 다이버시티 이득을 내며, UE의 이동 속도가 약 20Km/h 이상에서 70Km/h 미만까지는 상기 TxA Mode 1 방식이 가장 우수한 다이버시티 이득을 내며, UE의 이동 속도가 약 70Km/h 이상에서는 상기 STTD 방식이 가장 우수한 다이버시티 이득을 낸다. 상

기에서 설명한 바와 같이 UE의 이동환경에 따라 혹은 무선 채널의 상태에 따라 다이버시티 이득을 최대화할 수 있는 전송 안테나 다이버시티 방식이 상이해지기 때문에, 상황에 따라 가장 적합한 전송 안테나 다이버시티 방식을 사용하는 방안에 대한 필요성이 대두되고 있다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<62> 따라서, 본 발명의 목적은 이동 통신 시스템에서 채널 상태에 따라 적응적으로 전송 안테나 다이버시티 방식을 적용하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

<63> 본 발명의 다른 목적은 이동 통신 시스템에서 페이딩 채널 속도에 따라 적응적으로 전송 안테나 다이버시티 방식을 적용하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

<64> 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 사용자 단말기 장치는; 이동 통신 시스템에서 사용자 단말기의 적응적 전송 안테나 다이버시티 장치에 있어서, 기지국으로부터 채널 신호를 수신하고, 상기 수신한 채널 신호의 채널 응답을 추정하는 채널 추정기와, 상기 추정된 채널 응답을 이용하여 상기 채널의 채널 속도를 계산하고, 상기 채널 속도에 상응하여 상기 기지국에서 상기 채널 신호 전송에 적용할 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정하는 결정기와, 상기 결정한 전송 안테나 다이버시티 방식에 관련된 정보를 포함하는 피드백 정보를 발생하는 피드백 정보 발생기를 포함함을 특징으로 한다.

<65> 상기한 목적들을 달성하기 위한 기지국 장치는; 이동 통신 시스템에서 기지국의 적응적 전송 안테나 다이버시티 장치에 있어서, 사용자 단말기로부터 특정 채널 신호를 수신하고, 상기 특정 채널 신호에 포함되어 있는 피드백 정보를 검출하는 피드백 정보 추

출기와, 상기 검출한 피드백 정보를 분석하여 상기 기지국에서 전송할 채널 신호에 적용할 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정하는 제어기와, 상기 결정된 전송 안테나 다이버시티 방식에 상응하게 입력되는 심벌들을 전송 데이터 변환하여 전송하는 송신기를 포함함을 특징으로 한다.

<66> 상기한 목적들을 달성하기 위한 사용자 단말기 방법은; 이동 통신 시스템에서 사용자 단말기의 적응적 전송 안테나 다이버시티 방법에 있어서, 기지국으로부터 채널 신호를 수신하고, 상기 수신한 채널 신호의 채널 응답을 추정하는 과정과, 상기 추정된 채널 응답을 이용하여 상기 채널의 채널 속도를 계산하고, 상기 채널 속도에 상응하여 상기 기지국에서 상기 채널 신호 전송에 적용할 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정하는 과정과, 상기 결정한 전송 안테나 다이버시티 방식에 관련된 정보를 포함하는 피드백 정보를 발생하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

<67> 상기한 목적들을 달성하기 위한 기지국 방법은; 이동 통신 시스템에서 기지국의 적응적 전송 안테나 다이버시티 방법에 있어서, 사용자 단말기로부터 특정 채널 신호를 수신하고, 상기 특정 채널 신호에 포함되어 있는 피드백 정보를 검출하는 과정과, 상기 검출한 피드백 정보를 분석하여 상기 기지국에서 전송할 채널 신호에 적용할 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정하는 과정과, 상기 결정된 전송 안테나 다이버시티 방식에 상응하게 입력되는 심벌들을 전송 데이터 변환하여 전송하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

【발명의 구성 및 작용】

<68> 이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다.
· 하기의 설명에서는 본 발명에 따른 동작을 이해하는데 필요한 부분만이 설명되며 그
이외 부분의 설명은 본 발명의 요지를 흘트리지 않도록 생략될 것이라는 것을 유의하여
야 한다.

<69> 본 발명은 이동 통신 시스템, 일 예로 고속 순방향 패킷 접속(HSDPA: High Speed Downlink Packet Access: 이하 "HSDPA"라 칭하기로 한다.) 방식과 같은 고속 데이터 전송을 지원하는 이동 통신 시스템에서 채널 환경에 따라 사용자 단말기(UE: User Equipment, 이하 "UE"라 칭하기로 한다)로부터의 피드백 정보(FBI: FeedBack Information)를 필요로 하는 폐루프(closed loop) 방식의 전송 안테나 어레이(TxAA: Transmit Antenna Array, 이하 "TxAA"라 칭하기로 한다) 방식과, 상기 피드백 정보를 필요로 하지 않는 개루프(open loop) 방식의 시공간 전송 다이버시티(STTD: Space Time Transmit Diversity, 이하 "STTD"라 칭하기로 한다) 방식을 적응적으로 적용하는 장치 및 방법을 제안한다. 여기서, 상기 TxAA 방식은 그 동작 모드(mode)가 제1 TxAA 모드(이하 "TxAA Mode1"라 칭하기로 한다)와, 제2 TxAA 모드(이하 "TxAA Mode2"라 칭하기로 한다)의 2가지 모드로 크게 구분된다.

<70> 그러면 여기서 도 4를 참조하여 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하기 위한 기지국 장치 구조를 설명하기로 한다.

<71> 상기 도 4는 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하기 위한 기지국 장치 내부 구조를 도시한 블록도이다.

<72> 상기 도 4를 참조하면, 상기 기지국 장치는 입력되는 전송 블록(TB: Transport Block)들을 채널 부호화하는 채널 부호화기(60)와, 상기 채널 부호화기(60)에서 출력되는 신호를 레이트 매칭(rate matching)하는 레이트 매칭기(62)와, 상기 레이트 매칭기(62)에서 출력하는 신호를 미리 설정되어 있는 인터리빙(interleaving) 방식으로 인터리빙 하는 인터리버(interleaver)(64)와, 상기 인터리버(64)에서 출력한 신호를 해당 전송 안테나 다이버시티 방식에 상응하는 전송 데이터로 변환하는 전송 데이터 변환기(68)와, 상기 전송 데이터 변환기(68)의 데이터 변환을 제어하는 제어기(78)와, UE가 전송한 피드백 정보를 추출하는 피드백 정보 추출기(80)와, 상기 전송 데이터 변환기(68)에서 출력하는 신호들 각각에 가중치를 곱하는 곱셈기들(70),(72)과, 상기 곱셈기들(70),(72) 각각에서 출력한 신호와 공통 파일럿 채널(CPICH: Common PIlot CHannel, 이하 "CPICH"라 칭하기로 한다) 신호를 가산하는 가산기들(74),(76)과, 상기 가산기들(74),(76) 각각에서 출력하는 신호를 에어(air)상으로 전송하는 안테나들(82),(84)을 포함한다.

<73> 상기 기지국 송신 장치 구성을 상세히 설명하면 다음과 같다. 먼저, 전송 블록들은 상기 채널 부호화기(60)로 입력되고, 상기 채널 부호화기(60)는 상기 전송 블록들을 미리 설정되어 있는 채널 부호화 방식, 일 예로 컨벌루션 채널 부호화(convolutional coding) 혹은 터보 부호화(turbo coding) 등과 같은 채널 부호화 방식으로 채널 부호화한 후 상기 레이트 매칭기(62)로 출력한다. 또한 상기 채널 부호화기(60)는 상기 채널 부호화시 그 채널 부호화율(coding rate)을 $1/2$, $1/3$ 등과 같이 해당 채널 상태에 효율적인 부호화율(effective coding rate)이 되도록 결정한다. 상기 레이트 매칭기(62)는 상기 채널 부호화기(60)에서 출력한 신호를 입력하여 상기 전송 블록들이 실제 전송될 물리 채널(physical channel)들에 상응하도록 레이트 매칭하여 인터리버(64)로 출력한다. 상기 인

터리버(64)는 상기 레이트 매칭기(62)에서 출력한 신호를 버스트 에러(burst error)를 방지하기 위해 미리 설정되어 있는 인터리빙 방식으로 인터리빙한 후 전송 데이터 변환기(68)로 출력한다. 상기 전송 데이터 변환기(68)는 상기 인터리버(64)에서 출력한 신호를 해당 전송 안테나 다이버시티 방식에 상응하게 변환한 후 그 변환된 전송 데이터들을 각각 곱셈기(70), 곱셈기(72)로 출력한다.

<74> 여기서, 상기 전송 데이터 변환기(68)는 제어기(78)의 제어에 따라 선택된 전송 안테나 다이버시티 방식에 따라 입력되는 신호를 해당 전송 안테나 다이버시티 방식에 상응하게 전송 데이터 변환한다. 상기 제어기(78)는 UE로부터 수신되는 피드백 정보에 따라 송신할 신호에 대한 상기 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정하는데 이를 상세히 설명하면 다음과 같다. 상기 UE는 UE의 채널 상태에 따라 상기 UE에 적용하기를 원하는 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정하고, 상기 결정한 전송 다이버시티 방식을 피드백 정보로서 특정 채널, 일 예로 전용 물리 제어 채널(DPCCH: Dedicated Physical Control Channel, 이하 "DPCCH"라 칭하기로 한다)의 피드백 정보 필드를 통해 상기 기지국으로 전송한다. 그러면 상기 기지국은 상기 DPCCH 신호를 수신하여, 상기 수신한 DPCCH 신호 중 피드백 정보를 상기 피드백 정보 추출기(80)로 출력하고, 상기 피드백 정보 추출기(80)는 상기 피드백 정보에 포함되어 있는 피드백 정보를 추출하여 상기 제어기(78)로 출력한다. 상기 제어기(78)는 상기 피드백 정보 추출기(80)에서 출력한 피드백 정보를 가지고 해당 전송 안테나 다이버시티 방식을 선택하고, 상기 선택한 전송 안테나 다이버시티 방식에 따라 상기 전송 데이터 변환기(68)가 상기 인터리버(64)에서 출력한 신호를 전송 데이터 변환하도록 제어하는 것이다. 상기 전송 데이터 변환기(68)의 구조를 도 5를 참조하여 설명하기로 한다.

<75> 상기 도 5는 도 4의 전송 데이터 변환기(68)의 내부 구조를 도시한 블록도이다.

<76> 상기 도 5를 참조하면, 먼저 입력 심벌(symbol), 즉 채널 부호화와 인터리빙 등과 같은 송신 데이터 처리 과정을 거친 입력 심벌 (x_1, x_2)은 스위치(switch)(511)로 입력된다. 상기 스위치(511)는 상기 제어기(78)에서 선택한 전송 안테나 다이버시티 방식에 상응하게 입력 심벌 (x_1, x_2)을 STTD 부호화기(513) 혹은 TxAA 부호화기(515)로 연결한다. 첫 번째로, 상기 제어기(78)가 선택한 전송 안테나 다이버시티 방식이 STTD 방식일 경우 상기 스위치(511)는 상기 입력 심벌 (x_1, x_2)을 상기 STTD 부호화기(513)로 연결한다. 그러면 상기 STTD 부호화기(513)는 상기 입력 심벌 (x_1, x_2)을 STTD 부호화하여 부호화된 심벌들 (x_1, x_2 과, $(-x_2^*, x_1^*)$)로 출력한다. 두 번째로, 상기 제어기(78)가 선택한 전송 안테나 다이버시티 방식이 TxAA 방식일 경우 상기 스위치(511)는 상기 TxAA 부호화기(515)로 연결한다. 그러면 상기 TxAA 부호화기(515)는 상기 입력 심벌 (x_1, x_2)을 TxAA 부호화하여 부호화된 심벌들을 출력한다. 여기서, 상기 TxAA 방식의 경우 입력 심벌을 별도의 변환 과정없이 단순히 복사하는 형태로 상기 TxAA 부호화기(515)에서 출력되는 심벌들은 입력 심벌 (x_1, x_2)과 동일한 심벌들이 반복되어 출력된다.

<77> 이렇게 전송 데이터 변환기(68)에서 출력되는 심벌들은 각각 곱셈기(70) 및 곱셈기(72)로 출력되고, 상기 곱셈기(70)는 안테나(82)에 할당되는 가중치 w_1 과 상기 전송 데이터 변환기(68)에서 출력한 신호를 곱한 후 가산기(74)로 출력한다. 여기서, 상기 전송 데이터 변환기(68)에서 출력한 심벌들이 STTD 방식으로 변환된 심벌들일 경우에는 상기 가중치 w_1 는 별도로 생성되지 않으며 그냥 상기 가중치 w_1 로 1을 곱해주거나 혹은 아예 상기 곱셈기(70)를 거치지 않고 바로 상기 가산기(74)로 출력한다. 또한 상기 곱셈

기(72)는 안테나(84)에 할당되는 가중치 w_2 과 상기 전송 데이터 변환기(68)에서 출력한 신호를 곱한 후 가산기(76)로 출력한다. 여기서, 상기 전송 데이터 변환기(68)에서 출력한 심벌들이 STTD 방식으로 변환된 심벌들일 경우에는 상기 가중치 w_2 는 별도로 생성되지 않으며 그냥 상기 가중치 w_2 로 1을 곱해주거나 혹은 아예 상기 곱셈기(72)를 거치지 않고 바로 상기 가산기(76)로 출력한다. 여기서, 상기 가중치 w_1 및 w_2 는 UE로부터 수신한 피드백 정보에 상응하게 결정된다.

<78> 상기 가산기(74)는 상기 곱셈기(70)에서 출력한 신호와 CPICH₁(상기 도 4에서는 설명의 편의상 안테나(82), 즉 제1안테나를 통해 송신되는 CPICH 신호를 CPICH₁로 표시하였다)을 가산한 후 안테나(82)를 통해 에어(air) 상으로 전송한다. 또한 가산기(76)는 상기 곱셈기(72)에서 출력한 신호와 CPICH₂(상기 도 4에서는 설명의 편의상 안테나(84), 즉 제2안테나를 통해 송신되는 CPICH 신호를 CPICH₂로 표시하였다)을 가산한 후 안테나(84)를 통해 에어상으로 전송한다.

<79> 상기 도 4에서는 기지국 장치 내부 구조를 설명하였으며, 다음으로 UE 내부 구조를 도 6을 참조하여 설명하기로 한다.

<80> 상기 도 6은 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하기 위한 사용자 단말기 내부 구조를 도시한 블록도이다.

<81> 상기 도 6을 참조하면, 상기 UE는 무선 채널상의 신호를 수신하는 안테나(100)와, 상기 안테나(100)를 통해 수신한 신호를 분류하는 데이터 분류기(101)와, 상기 데이터 분류기(101)에서 분류한 신호를 가지고서 채널 추정을

수행하는 채널 추정기(channel estimator)(102)와, 상기 데이터 분류기(101)에서 분류한 신호를 가지고서 다이버시티 복호하는 전송 안테나 다이버시티 복호기(103)와, 상기 채널 추정기(102)에서 출력한 채널 추정 결과를 가지고 속도 예측 및 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정하는 속도 예측/전송 안테나 다이버시티 결정기(110)와, 상기 결정된 전송 안테나 다이버시티 방식에 따라 피드백 정보를 발생하는 피드백 정보 발생기(112)와, 상기 다이버시티 복호기(103)에서 출력한 신호를 디인터리빙(de-interleaving)하는 디인터리버(de-interleaver)와, 상기 디인터리버(104)에서 출력한 신호를 채널 복호화하는 채널 복호화기(106)를 포함한다.

<82> 상기와 같은 UE 구조를 상세히 설명하면, 먼저 안테나(100)는 에어상으로부터 기지국에서 전송한 신호를 수신하고, 그 수신한 신호를 상기 데이터 분류기(101)로 출력한다. 상기 기지국에서 전송한 신호는 제어 신호(control signal) 혹은 다수의 수신기들을 타겟(target)으로 하는 신호들이 가산된 형태이기 때문에, 상기 데이터 분류기(101)는 상기 수신신호를 각각의 신호들로 분류하기 위해 왈쉬 코드(walsh code)를 사용한다. 상기 왈쉬 코드는 서로 직교성(orthogonality)을 가지며, 이 직교성으로 인해 자기 자신과의 곱은 1, 그외의 다른 코드와의 곱은 0의 값을 갖기 때문에 상기 수신신호에 혼재하고 있는 다수의 신호들중 특정한 신호를 분리하는 것이 가능하다. 그래서 상기 데이터 분류기(101)는 상기 안테나(100)에서 출력한 수신 신호를 데이터 신호에 해당하는 왈쉬 코드를 가지고 곱한 후, 상기 수신신호로부터 데이터 신호, 즉 데이터 심벌들을 분류하여 전송 안테나 다이버시티 복호기(103)로 출력한다. 또한 상기 데이터

분류기(101)는 상기 안테나(100)에서 출력한 수신 신호를 파일럿 신호에 해당하는 활수 코드를 가지고 곱한 후, 상기 수신신호로부터 파일럿 신호, 즉 파일럿 심벌들을 분류하여 전송 안테나 다이버시티 복호기(103)로 출력한다.

<83> 상기 채널 추정기(102)는 데이터 분류기(101)에서 출력한 다수의 파일럿 신호 혹은 CPICH 신호를 이용하여 채널 정보를 검출한다. 여기서, 상기 채널 추정기(102)가 채널 정보를 검출하는 과정을 설명하면 다음과 같다. 먼저, 파일럿 채널 신호를 활수 코드로 역확산(despread)한 후의 복소(complex) 파일럿 채널 신호는 하기 수학식 6과 같다.

<84> 【수학식 6】 $h(n) = A_p s_p c(n) + N(n)$

<85> 상기 수학식 6에서, A_p 는 파일럿 채널 신호의 크기를 나타내며, 상기 s_p 는 파일럿 심벌을 나타낸다. 여기서 상기 파일럿 심벌 $s_p = 1+j$ 이다. 또한 상기 수학식 6에서 $c(n)$ 은 파일럿 채널의 페이딩 채널 응답을 나타내며, $N(n)$ 은 AWGN이다.

<86> 상기 채널 추정기(102)는 상기 데이터 분류기(101)에서 출력한 파일럿 채널 신호, 즉 상기 수학식 6과 같이 표현되는 파일럿 채널 신호를 해당 파일럿 심벌의 컬레 복소수 (s_p^*)를 곱해 파일럿 채널의 페이딩 채널 응답을 검출하고 이는 하기 수학식 7과 같다.

<87> 【수학식 7】 $c'(n) = A_p c(n) + N_1(n)$

<88> 상기 수학식 7에서 $c'(n)$ 은 상기 채널 추정기(102)에서 채널 추정한 파일럿 채널의 페이딩 채널 응답을 나타내며, 상기 A_p 는 일반적으로 기지국과 UE간에 미리 정의되어 있으므로, 잡음 성분을 제외하면 상기 페이딩 채널 응답 $c(n)$ 을 구할 수 있는 것이다. 그래서, 상기 채널 추정기(102)는 상기 파일럿 채널에 대한 예측된 페이딩 채널 응답 $c'(n)$ 을 상기 속도 예측/전송 안테나 다이버시티 결정기(110)로 출력한다. 상기 속도 예측/전

송 안테나 다이버시티 결정기(110)는 상기 채널 추정기(102)에서 출력한 예측된 페이딩 채널 응답 $c'(n)$ 을 가지고 상기 UE의 페이딩 채널 속도와 상기 페이딩 채널 속도에 해당하는 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정한다.

<89> 그러면 상기 속도 예측/전송 안테나 다이버시티 결정기(110)가 상기 페이딩 채널의 속도를 예측하고 상기 예측한 페이딩 채널 속도에 해당하는 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정하는 과정을 상세히 설명하기로 한다.

<90> 먼저, 채널 속도 측정 파라미터(parameter)를 β 라 정의하기로 하고, 상기 채널 속도 측정 파라미터 β 를 구하기 위해 상기 채널 추정기(102)에서 출력한 예측된 페이딩 채널 응답 $c'(n)$, 즉 $c'(n) = A_p c(n) + N_1(n)$ 을 이용하여 자기 상관 함수(auto correlation function)를 구하면 하기 수학식 8과 같다.

<91> 【수학식 8】
$$R_c(1) = \sum_{n=1}^{M_{\text{pilot}}} |c'(n)| \cdot |c'(n+1)|$$

<92> 상기 수학식 8에서 $R_c(1)$ 은 상기 예측된 페이딩 채널 응답 $c'(n)$ 의 자기 상관 합수이며, 상기 M_{pilot} 은 한 패킷(packet)당 파일럿 심벌들의 수이다. 여기서, 상기 예측된 페이딩 채널 응답 $c'(n)$ 의 자기 상관 함수 $R_c(1)$ 의 최소값(minimum value) 혹은 평균값(average value)은 채널의 변화속도를 나타낸다. 또한, 상기 1은 discrete time index를 나타낸다(단, $0 \leq 1 \leq M_{\text{pilot}} - 1$) 그러므로 상기 속도 예측 파라미터 β 를 하기 수학식 9와 같이 표현할 수 있다.

<93> 【수학식 9】
$$\beta = \min\{R_c(1) / \max(R_c)\}$$
 혹은 $\beta = \text{mean}\{R_c(1) / \max(R_c)\}$

<94> 상기 수학식 9에서, 속도 예측 파라미터 β 는

$0 \leq \beta \leq 1$ 의 조건을 만족하며, 상기 자기 상관 함수 $R_C(1)$ 의 노말라이즈된(normalized)된 형태이므로 채널의 변화상태를 충분히 표현한다. 즉, 채널의 변화가 거의 없는 저속 페이딩(slow fading)인 경우 상기 속도 예측 파라미터 β 는 1에 근접한 값을 나타내며, 채널의 변화가 급격한 고속 페이딩(fast fading)인 경우 상기 속도 예측 파라미터 β 는 0에 근접한 값을 나타낸다.

<95> 한편, 상기 속도 예측 파라미터 β 는 상기 UE의 설계 단계에서 채널 속도에 매핑(mapping)되어 있으며, 상기 UE는 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점, 즉 해당 속도에 상응하게 전송 안테나 다이버시티 방식을 전환하는 기준점인 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점들 $T_{\beta 1}$ 과 $T_{\beta 2}$ 을 저장하고 있다. 물론, 상기 UE가 설계 당시에 상기 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점들 $T_{\beta 1}$ 과 $T_{\beta 2}$ 을 저장하는 경우뿐만 아니라 상황에 따라 기지국등에서 수신하는 방식등과 같이 다양한 형태로 상기 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점들이 제공될 수도 있음은 물론이다. 그러면 여기서, 상기 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점들 $T_{\beta 1}$ 과 $T_{\beta 2}$ 을 도 7을 참조하여 설명하기로 한다.

<96> 상기 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 채널 속도에 따른 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점들을 개략적으로 도시한 도면이다.

<97> 상기 도 7을 참조하면, 먼저 속도(speed)[Km]축과 속도 예측 파라미터 β 축이 도시되어 있으며, 상기 도 7은 채널 속도가 20[Km]인 지점에 상기 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점 $T_{\beta 1}$ 을 매핑하였으며, 채널 속도가 70[Km]인 지점에 상기 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점 $T_{\beta 2}$ 를 매핑한 경우를 도시하고 있다. 그리고 상기에서 설명한 바와

같이 상기 속도 예측 파라미터 β 는 $0 \leq \beta \leq 1$ 의 값을 가지기 때문에 상기 속도 예측 파라미터 β 는 0에서 1의 값을 가지는 구간에서만 유효하다.

<98> 또한, 상기에서 설명한 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점들 $T_{\beta 1}$ 과 $T_{\beta 2}$ 들과 실제 전송 안테나 다이버시티 방식들의 매핑 관계를 도 8을 참조하여 설명하기로 한다.

<99> 상기 도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점들과 전송 안테나 다이버시티 방식들과의 매핑 관계를 개략적으로 도시한 도면이다.

<100> 상기 도 8을 참조하면, 먼저, 상기 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점 $T_{\beta 2}$ 이하의 속도를 가지는 페이딩 채널에서는 전송 안테나 다이버시티 방식으로 TxA mode 2 방식이 매핑되며, 상기 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점 $T_{\beta 2}$ 을 초과하고 상기 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점 $T_{\beta 1}$ 이하의 속도를 가지는 페이딩 채널에서는 전송 안테나 다이버시티 방식으로 TxA mode 1 방식이 매핑되며, 상기 전송 안테나 다이버시티 방식 전환점 $T_{\beta 1}$ 을 초과하는 속도를 가지는 페이딩 채널에서는 전송 안테나 다이버시티 방식으로 STTD 방식이 매핑된다.

<101> 한편, 상기 속도 예측/전송 안테나 다이버시티 결정기(110)는 상기에서 설명한 바와 같이 상기 채널 추정기(102)에서 채널 추정한, 예측된 페이딩 채널 응답 $c'(n)$ 을 가지고 페이딩 채널 속도를 검출하고, 상기 검출한 페이딩 채널 속도에 상응하는 전송 안

테나 다이버시티 방식을 결정한 후 그 결정한 전송 안테나 다이버시티 방식에 대한 정보를 상기 전송 안테나 다이버시티 복호기(103) 및 피드백 정보 발생기(112)로 출력한다.

상기 전송 안테나 다이버시티 복호기(103)는 상기 속도 예측/전송 안테나 다이버시티 결정기(110)에서 출력한 전송 안테나 다이버시티 방식 정보에 상응하는 전송 안테나 다이버시티 방식으로 상기 데이터 분류기(101)에서 출력한 데이터 심벌들에 대한 심벌 복호

를 수행한 후 디인터리버(104)로 출력한다. 상기 디인터리버(104)는 상기 전송 안테나 다이버시티 복호기(103)에서 출력한 신호를 상기 기지국에서 적용한 인터리빙 방식에 대응하는 디인터리빙 방식으로 디인터리빙한 후 채널 복호화기(106)로 출력한다. 상기 채널 복호화기(106)는 상기 디인터리버(104)에서 출력한 신호를 입력하여 상기 기지국에서 적용한 채널 부호화 방식에 대응하는 채널 복호화 방식으로 채널 복호화하여 수신 데이터로 출력한다.

<102> 또한, 상기 피드백 정보 발생기(112)는 상기 속도 예측/전송 안테나 다이버시티 결정기(110)에서 출력한 전송 안테나 다이버시티 방식 정보에 상응하는 피드백 정보를 발생한다. 즉, 상기 피드백 정보 발생기(112)는 상기 속도 예측/전송 안테나 다이버시티 결정기(110)에서 출력한 전송 안테나 다이버시티 방식이 TxAA 방식일 경우 송신기 안테나들, 즉 기지국 안테나들에 적용할 가중치를 계산한다. 물론, 상기 속도 예측/전송 안테나 다이버시티 결정기(110)에서 출력한 전송 안테나 다이버시티 방식이 STTD 방식일 경우에는 송신기 안테나들에 가중치를 적용하지 않기 때문에 가중치를 계산하지 않는다. 상기 피드백 정보 발생기(112)는 상기 피드백 정보를 발생함에 있어 상기 기지국과 UE가 미리 규정하고 있는 시그널링 형태로 발생한다. 일 예로 두 비트의 시그널링 비트가 채널 속도 정보, 즉 전송 안테나 다이버시티 방식 정보로 할당될 경우, 00, 01, 10, 11의 네가지 형태가 가능하며, 상기 시그널링 비트의 비트값 "00"은 전송 안테나 다이버시티를 적용하지 않음을 나타내는 "No Tx diversity"를 나타내며, 비트값 "01"은 전송 안테나 다이버시티 방식으로 TxAA mode 1 방식을 적용함을 나타내는 "TxAA mode 1"을 나타내며, 비트값 "10"은 전송 안테나 다이버시티 방식으로 TxAA mode 2 방식을 적용함을 나타내는 "TxAA mode 2"를 나타내며, 비트값 "11"은 전송 안테나 다이버시티 방식으로 STTD 방

식을 적용함을 나타내는 "STTD"를 나타낸다. 물론, 전송 다이버시티 방식을 더욱 다양하게 제공할 경우 상기 속도 정보로 나타낼 수 있는 비트들 수를 증가시켜 상기 전송 다이버시티 방식들을 모두 표현할 수 있음은 물론이다. 만약, 상기 전송 안테나 다이버시티 방식이 TxAA 방식인 경우, 즉 TxAA mode 1 혹은 TxAA mode 2를 나타낼 경우 상기 피드백 정보 발생기(112)는 상기 속도 정보 뿐만 아니라 가중치 정보도 발생해야한다. 여기서, 상기 가중치 정보는 상기 TxAA 방식에서 일반적으로 적용하는 방식에 따라 생성하거나 혹은 새로운 방식으로 생성할 수 있음은 물론이다.

<103> 그러면 상기에서 설명한 피드백 정보 발생기(112)에서 발생한 피드백 정보를 상기 기지국으로 피드백하는 방법을 도 9를 참조하여 설명하기로 한다.

<104> 상기 도 9는 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 피드백 정보 필드의 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.

<105> 상기 도 9를 참조하면, 먼저 상기 피드백 정보는 UE에서 UTRAN(UMTS Telecommunication Radio Access Network)로 송신하는 정보로서, 상기 UE는 일 예로 전용 물리 제어 채널(DPCCH: Dedicated Physical Control Channel, 이하 "DPCCH"라 칭하기로 한다)의 피드백 정보(FBI) 필드를 통해 전송되며, 상기 피드백 정보를 살펴보면 다음과 같다. 먼저, N_{div} 의 비트로 상기 피드백 정보 발생기(112)에서 발생한 전송 안테나 다이버시티 방식에 대한 정보를 나타내는 피드백 시그널링 메시지(FSM: Feedback Signaling Message, 이하 "FSM"이라 칭하기로 한다) 필드, 즉 FSM_{div} 필드와, N_{ph} 의 비트로 위상(phase)에 대한 정보를 나타내는 필드, 즉 FSM_{ph} 필드와, N_{po} 의 비트로 전력(power)에 대한 정보를 나타내는 FSM 필드, 즉 FSM_{po} 필드를 포함한다.

<106> 다음으로 기지국에서 UE의 채널 환경에 따라 적응적으로 전송 안테나 다이버시티 방식을 적용하는 과정을 도 10을 참조하여 설명하기로 한다.

<107> 상기 도 10은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 기지국의 적응적 전송 안테나 다이버시티 방식 적용 과정을 도시한 흐름도이다.

<108> 상기 도 10을 참조하면, 먼저 120단계에서 상기 기지국은 UE가 전송한 피드백 정보를 수신하고, 상기 수신한 피드백 정보를 피드백 정보 추출기(80)로 출력한 후 122단계로 진행한다. 상기 122단계에서 상기 피드백 정보 추출기(80)는 상기 수신한 피드백 정보로부터 상기 UE에 해당하는 전송 안테나 다이버시티 방식에 대한 정보를 검출한다. 그리고 나서 상기 검출한 전송 안테나 다이버시티 방식을 제어기(78)로 출력한 후 124단계로 진행한다. 상기 124단계에서 상기 제어기(78)는 상기 피드백 정보 추출기(80)에서 출력한 전송 안테나 다이버시티 방식이 STTD 방식인지를 검사한다. 상기 검사 결과 상기 피드백 정보 추출기(80)에서 출력한 전송 안테나 다이버시티 방식이 STTD 방식일 경우 상기 제어기(78)는 126단계로 진행한다. 상기 126단계에서 상기 제어기(78)는 전송 데이터 변환기(68)로 인터리버(64)로부터 입력되는 신호를 STTD 방식으로 데이터 변환하도록 제어한 후 134단계로 진행한다.

<109> 한편, 상기 124단계에서 검사 결과 상기 피드백 정보 추출기(80)에서 출력한 전송 안테나 다이버시티 방식이 STTD 방식이 아닐 경우 상기 제어기(78)는 136단계로 진행한다. 상기 136단계에서 상기 제어기(78)는 상기 피드백 정보 추출기(80)에서 출력한 전송 안테나 다이버시티 방식이 TxA mode 1 방식인지를 검사한다. 상기 검사 결과 상기 피드백 정보 추출기(80)에서 출력한 전송 안테나 다이버시티 방식이 TxA mode 1 방식이 아닐 경우, 즉 TxA mode 2 방식일 경우 상기 제어기(78)는 138단계로 진행한다. 상기

138단계에서 상기 제어기(78)는 상기 피드백 정보 추출기(80)로부터 전달받은 피드백 정보에서 상기 TxAA mode 2 방식에 해당하는 가중치 정보를 추출한 후 128단계로 진행한다. 상기 도 10을 설명함에 있어서 상기에서 설명한 전송 안테나 다이버시티 방식이 적용되지 않는 경우, 즉 "no Tx diversity"의 경우는 고려하지 않았음을 유의하여야 한다.

<110> 상기 136단계에서 검사 결과 상기 피드백 정보 추출기(80)에서 출력한 전송 안테나 다이버시티 방식이 TxAA mode 1 방식일 경우 상기 제어기(78)는 130단계로 진행한다. 상기 130단계에서 상기 제어기(78)는 상기 피드백 정보 추출기(80)로부터 전달받은 피드백 정보에서 상기 TxAA mode 1 방식에 해당하는 가중치 정보를 추출한 후 128단계로 진행한다. 상기 128단계에서 상기 제어기(78)는 상기 전송 데이터 변환기(68)로 상기 인터리버(64)로부터 입력되는 신호를 TxAA 방식으로 데이터 변환하도록 제어한 후 132단계로 진행한다. 상기 132단계에서 상기 기지국은 상기 전송 데이터 변환기(68)에서 출력한 신호들 각각에 해당 가중치를 곱하도록 한 후 134단계로 진행한다. 물론, 상기 전송 안테나 다이버시티 방식이 STTD 방식일 경우에는 상기 132단계를 생략하거나 혹은 상기 가중치를 "1"로 설정하여 곱할 수 있음을 물론이다. 상기 134단계에서 상기 기지국은 상기 가중치가 곱해진 신호들을 안테나들(82), (84)을 통해 UE로 전송한 후 종료한다.

<111> 상기 도 10에서는 기지국의 적응적 전송 안테나 다이버시티 적용 과정을 설명하였으며, 다음으로 도 11을 참조하여 UE의 적응적 전송 안테나 다이버시티 적용 과정을 설명하기로 한다.

<112> 상기 도 11은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 사용자 단말기의 적응적 전송 안테나 다이버시티 적용 과정을 도시한 순서도이다.

<113> 상기 도 11을 참조하면, 먼저 140단계에서 UE는 기지국에서 전송한 신호를 수신하고 142단계로 진행한다. 상기 142단계에서 상기 UE는 상기 수신한 신호들중 파일럿 채널 신호를 가지고 페이딩 채널 응답을 예측한 후 144단계로 진행한다. 상기 144단계에서 상기 UE는 상기 예측한 페이딩 채널 응답을 가지고 페이딩 채널 속도를 예측한 후 146단계로 진행한다. 상기 146단계에서 상기 UE는 상기 예측한 페이딩 채널 속도를 가지고 상기 기지국에서 신호 전송에 사용할 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정한 후 148단계로 진행한다. 상기 148단계에서 상기 기지국은 상기 결정한 전송 안테나 다이버시티 방식이 STTD 방식인지를 검사한다. 상기 검사 결과 상기 결정한 전송 안테나 다이버시티 방식이 STTD 방식이 아닐 경우, 즉 TxAA 방식일 경우 상기 UE는 150단계로 진행한다. 상기 150단계에서 상기 UE는 상기 TxAA 방식에 적용할 가중치 정보를 생성한 후 152단계로 진행한다. 상기 152단계에서 상기 UE는 상기 결정한 전송 안테나 다이버시티 방식에 상응하는 피드백 정보를 생성한 후 154단계로 진행한다. 상기 154단계에서 상기 UE는 상기 생성한 피드백 정보를 안테나를 통해 기지국으로 전송하고 종료한다.

<114> 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

【발명의 효과】

<115> 상술한 바와 같은 본 발명은, 이동 통신 시스템에서, 특히 고속 순방향 패킷 접속 방식 등과 같은 고속 데이터 통신을 수행하는 이동 통신 시스템에서 채널 상황에 적응적

으로 전송 안테나 다이버시티 방식을 적용함으로써 채널 상황에 가장 효과적인 데이터 통신을 제공한다는 이점을 가진다. 이렇게 채널 상황에 효과적인 데이터 통신은 이동통신 시스템 전체 성능을 향상시킨다는 이점을 가진다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

(UE 장치 청구항)

이동 통신 시스템에서 사용자 단말기의 적응적 전송 안테나 다이버시티 장치에 있어서,

기지국으로부터 채널 신호를 수신하고, 상기 수신한 채널 신호의 채널 응답을 추정하는 채널 추정기와,

상기 추정된 채널 응답을 이용하여 상기 채널의 채널 속도를 계산하고, 상기 채널 속도에 상응하여 상기 기지국에서 상기 채널 신호 전송에 적용할 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정하는 결정기와,

상기 결정한 전송 안테나 다이버시티 방식에 관련된 정보를 포함하는 피드백 정보를 발생하는 피드백 정보 발생기를 포함함을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 사용자 단말기의 적응적 전송 안테나 다이버시티 장치.

【청구항 2】

제1항에 있어서,

상기 결정기는 상기 채널 응답의 자기 상관값을 계산하고, 상기 자기 상관값에 매핑되어 있는 속도값을 가지고 상기 채널 속도를 계산함을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 사용자 단말기의 적응적 전송 안테나 다이버시티 장치.

【청구항 3】

제1항에 있어서,

상기 피드백 정보는 상기 결정한 전송 안테나 다이버시티 방식을 나타내는 필드와, 상기 전송 안테나 다이버시티 방식 적용에 사용되는 가중치를 나타내는 필드를 포함함을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 사용자 단말기의 적응적 전송 안테나 다이버시티 장치.

【청구항 4】

제1항에 있어서,

상기 채널은 파일럿 채널임을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 사용자 단말기의 적응적 전송 안테나 다이버시티 장치.

【청구항 5】

(기지국 장치 청구항)

이동 통신 시스템에서 기지국의 적응적 전송 안테나 다이버시티 장치에 있어서, 사용자 단말기로부터 특정 채널 신호를 수신하고, 상기 특정 채널 신호에 포함되어 있는 피드백 정보를 검출하는 피드백 정보 추출기와, 상기 검출한 피드백 정보를 분석하여 상기 기지국에서 전송할 채널 신호에 적용할 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정하는 제어기와,

상기 결정된 전송 안테나 다이버시티 방식에 상응하게 입력되는 심벌들을 전송 데이터 변환하여 전송하는 송신기를 포함함을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 기지국의 적응적 전송 안테나 다이버시티 장치.

【청구항 6】

제5항에 있어서,

상기 피드백 정보는 상기 전송 안테나 다이버시티 방식을 나타내는 필드와, 상기 전송 안테나 다이버시티 방식 적용에 사용되는 가중치를 나타내는 필드를 포함함을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 기지국의 적응적 전송 안테나 다이버시티 장치.

【청구항 7】

제6항에 있어서,

상기 송신기는;

상기 결정된 전송 안테나 다이버시티 방식에 상응하게 상기 입력 심벌들을 전송 데이터 변환하는 전송 데이터 변환기와,

상기 변환된 전송 데이터에 상기 전송 안테나 다이버시티 방식에 적용할 가중치를 곱하는 곱셈기와,

상기 가중치 적용된 전송 데이터 신호를 파일럿 신호와 가산하여 송신하도록 제어하는 가산기를 포함함을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 기지국의 적응적 전송 안테나 다이버시티 장치.

【청구항 8】

제5항에 있어서,

상기 특정 채널은 전용 물리 제어 채널임을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 기지국의 적응적 전송 안테나 다이버시티 장치.

【청구항 9】

(UE 방법 청구항)

이동 통신 시스템에서 사용자 단말기의 적응적 전송 안테나 다이버시티 방법에 있어서,

기지국으로부터 채널 신호를 수신하고, 상기 수신한 채널 신호의 채널 응답을 추정하는 과정과,

상기 추정된 채널 응답을 이용하여 상기 채널의 채널 속도를 계산하고, 상기 채널 속도에 상응하여 상기 기지국에서 상기 채널 신호 전송에 적용할 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정하는 과정과,

상기 결정한 전송 안테나 다이버시티 방식에 관련된 정보를 포함하는 피드백 정보를 발생하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 사용자 단말기의 적응적 전송 안테나 다이버시티 방법.

【청구항 10】

제9항에 있어서,

상기 채널 속도를 계산하는 과정은 상기 채널 응답의 자기 상관값을 계산하고, 상기 자기 상관값에 매핑되어 있는 속도값을 검출함을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 사용자 단말기의 적응적 전송 안테나 다이버시티 방법.

【청구항 11】

제9항에 있어서,

상기 피드백 정보는 상기 결정한 전송 안테나 다이버시티 방식을 나타내는 필드와, 상기 전송 안테나 다이버시티 방식 적용에 사용되는 가중치를 나타내는 필드를 포함함을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 사용자 단말기의 적응적 전송 안테나 다이버시티 방법.

【청구항 12】

제9항에 있어서,

상기 채널은 파일럿 채널임을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 사용자 단말기의 적응적 전송 안테나 다이버시티 방법.

【청구항 13】

(기지국 방법 청구항)

이동 통신 시스템에서 기지국의 적응적 전송 안테나 다이버시티 방법에 있어서, 사용자 단말기로부터 특정 채널 신호를 수신하고, 상기 특정 채널 신호에 포함되어 있는 피드백 정보를 검출하는 과정과,
상기 검출한 피드백 정보를 분석하여 상기 기지국에서 전송할 채널 신호에 적용할 전송 안테나 다이버시티 방식을 결정하는 과정과,
상기 결정된 전송 안테나 다이버시티 방식에 상응하게 입력되는 심벌들을 전송 데이터 변환하여 전송하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 기지국의 적응적 전송 안테나 다이버시티 방법.

【청구항 14】

제13항에 있어서,

상기 피드백 정보는 상기 전송 안테나 다이버시티 방식을 나타내는 필드와, 상기 전송 안테나 다이버시티 방식 적용에 사용되는 가중치를 나타내는 필드를 포함함을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 기지국의 적응적 전송 안테나 다이버시티 방법.

【청구항 15】

제14항에 있어서,

상기 결정된 전송 안테나 다이버시티 방식에 상응하게 입력되는 심벌들을 전송 데 이터 변환하여 전송하는 과정은;

상기 결정된 전송 안테나 다이버시티 방식에 상응하게 상기 입력 심벌들을 전송 데 이터 변환하는 과정과,

상기 변환된 전송 데이터에 상기 전송 안테나 다이버시티 방식에 적용할 가중치를 곱셈하는 과정과,

상기 가중치 적용된 전송 데이터 신호를 파일럿 신호와 가산하여 송신하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 기지국의 적응적 전송 안테나 다이버시티 방법.

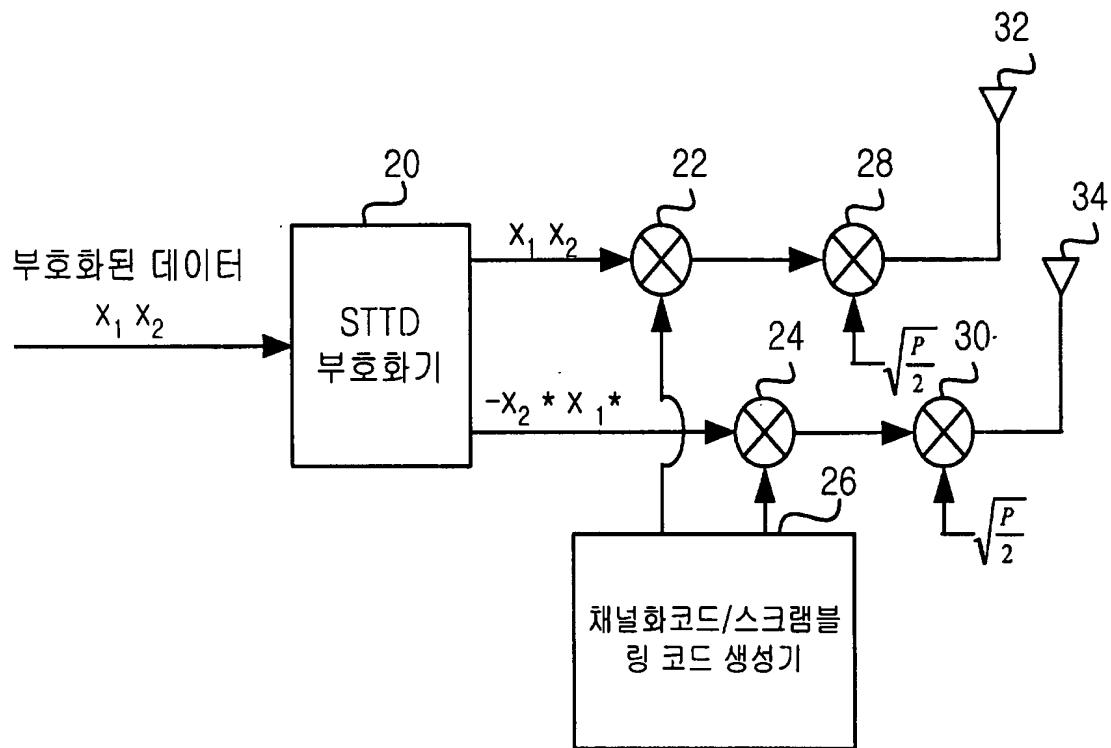
【청구항 16】

제13항에 있어서,

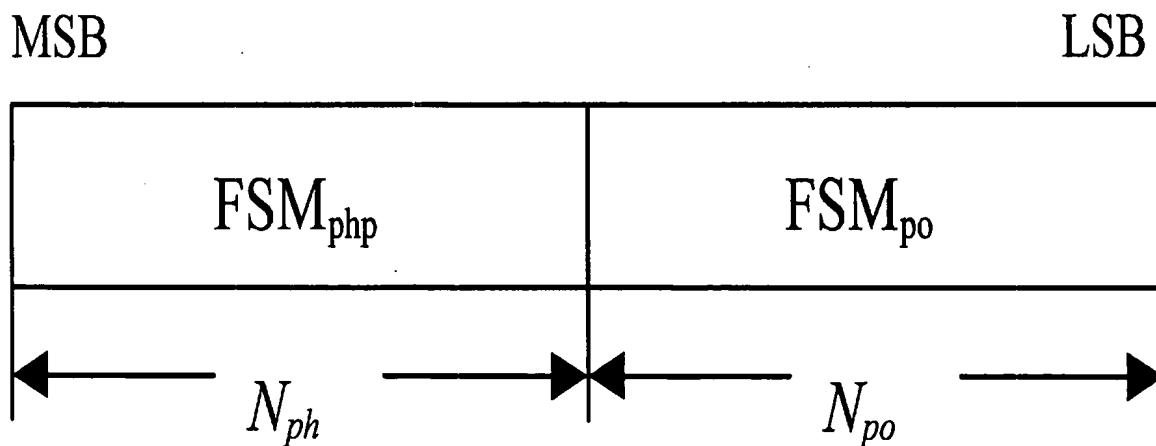
상기 특정 채널은 전용 물리 제어 채널임을 특징으로 하는 이동 통신 시스템에서 기지국의 적응적 전송 안테나 다이버시티 방법.

【도면】

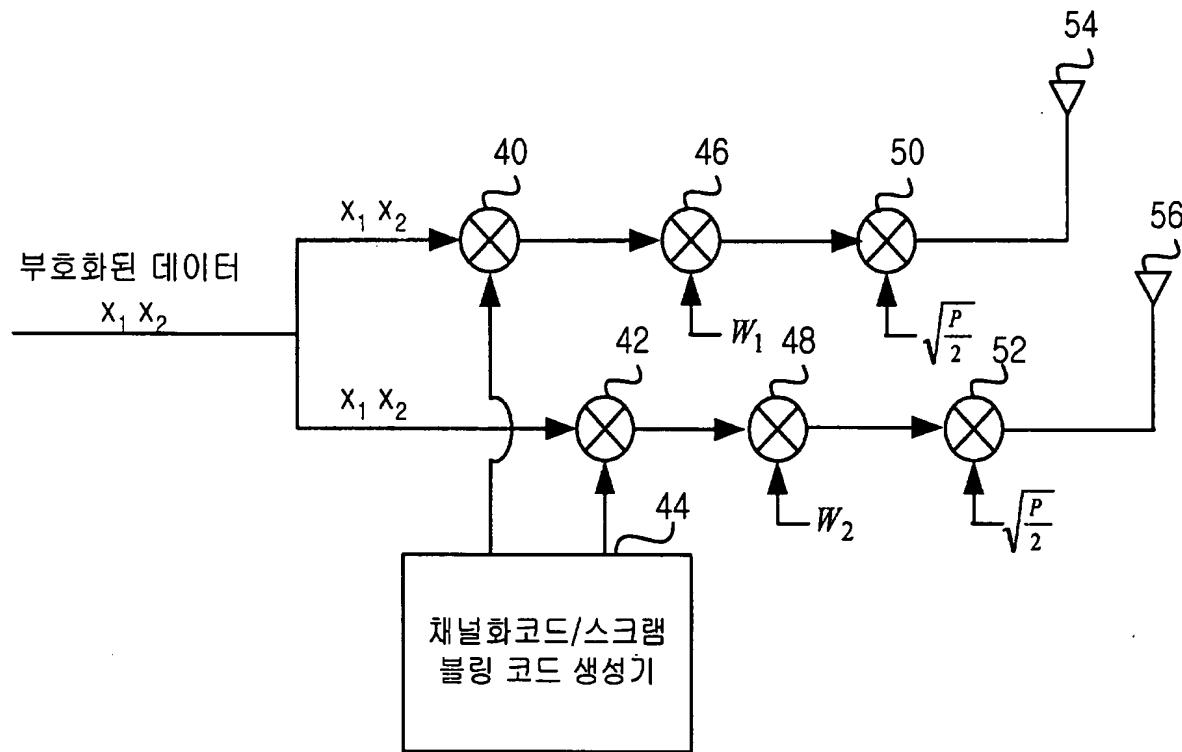
【도 1】



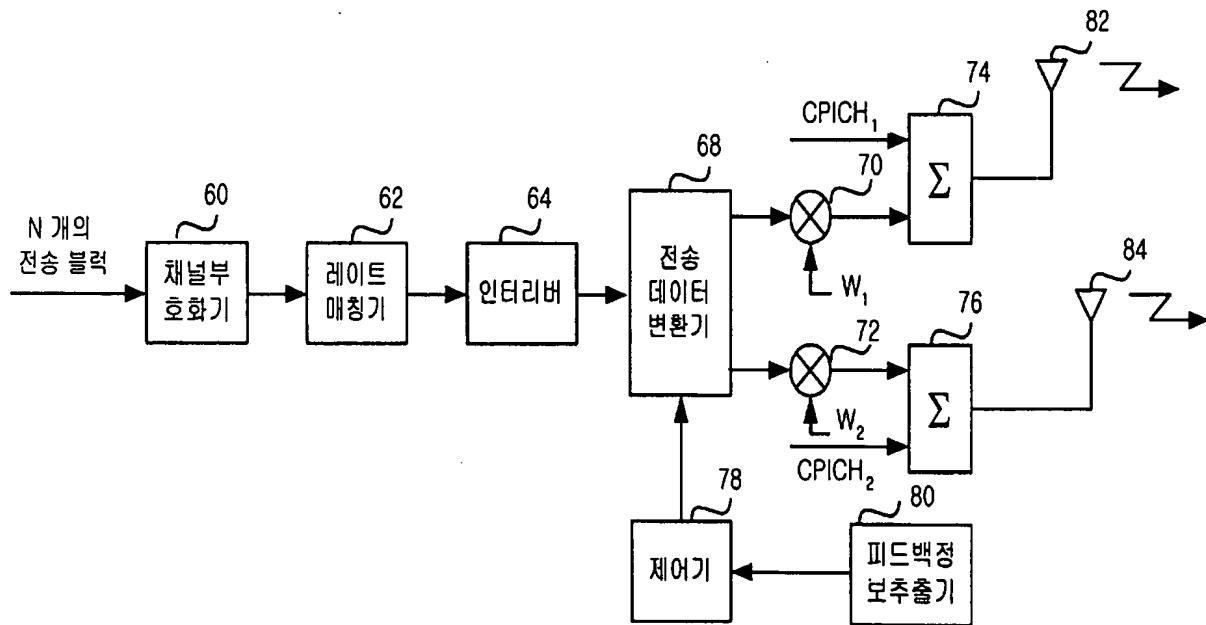
【도 2】



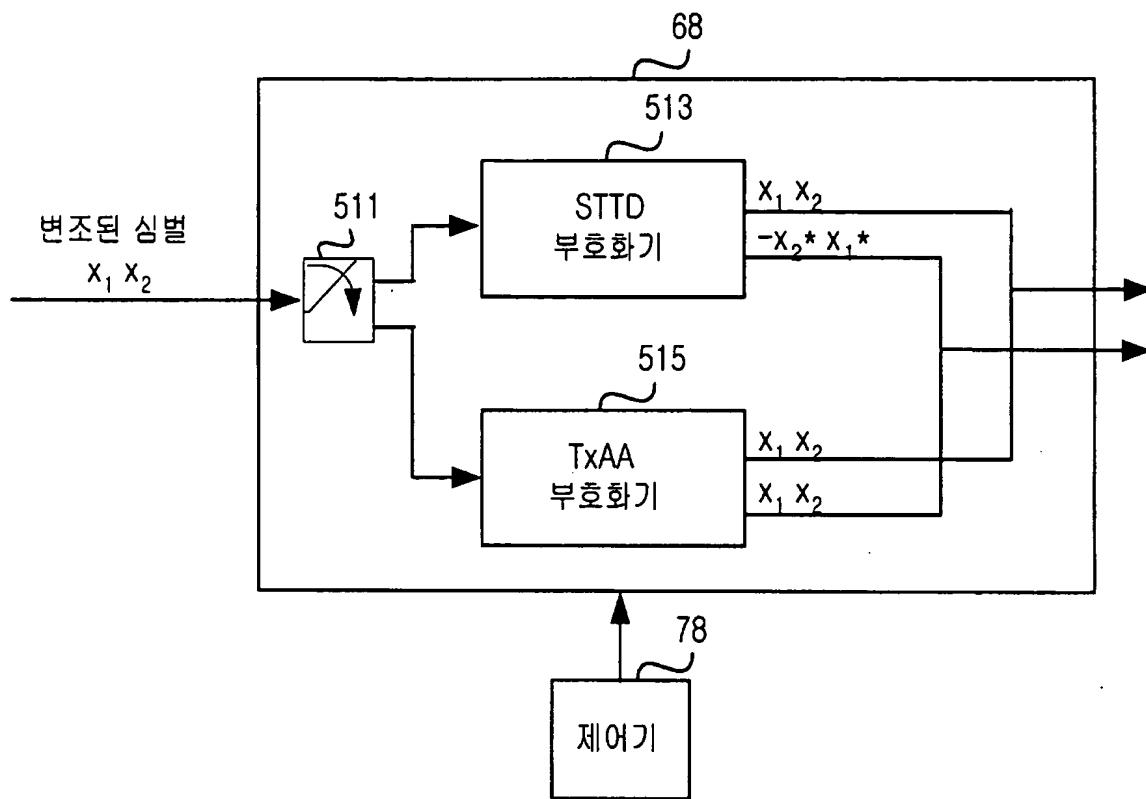
【도 3】



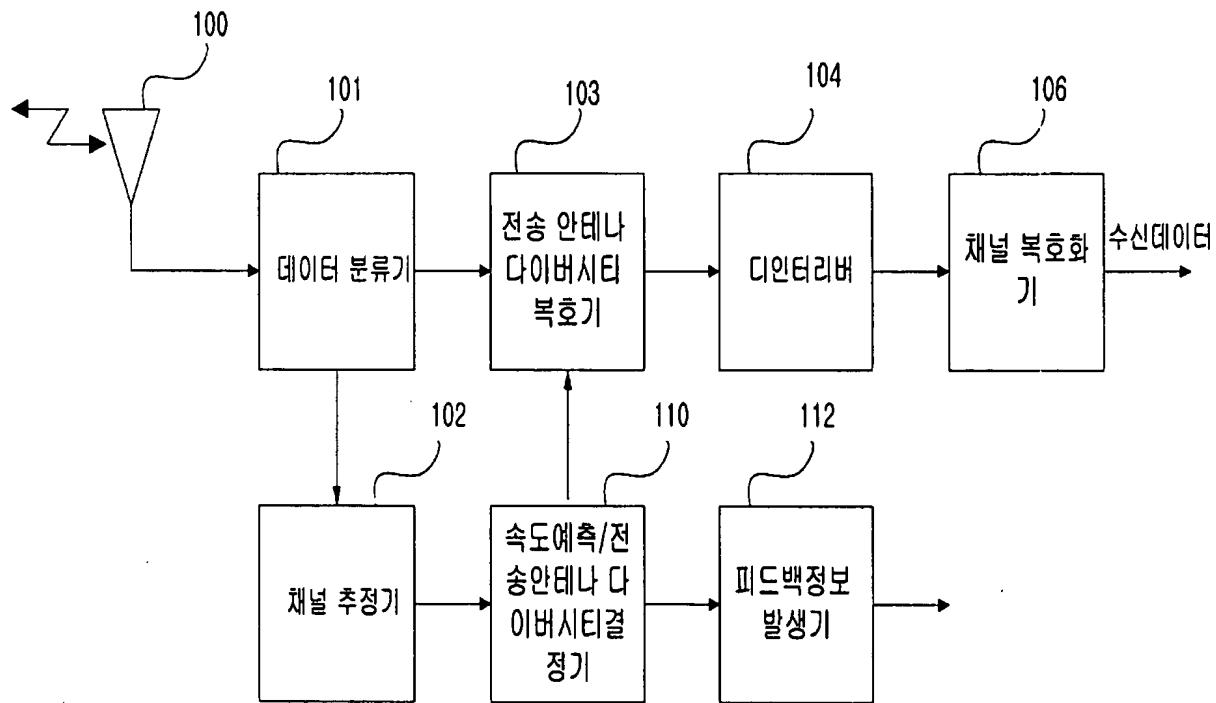
【도 4】



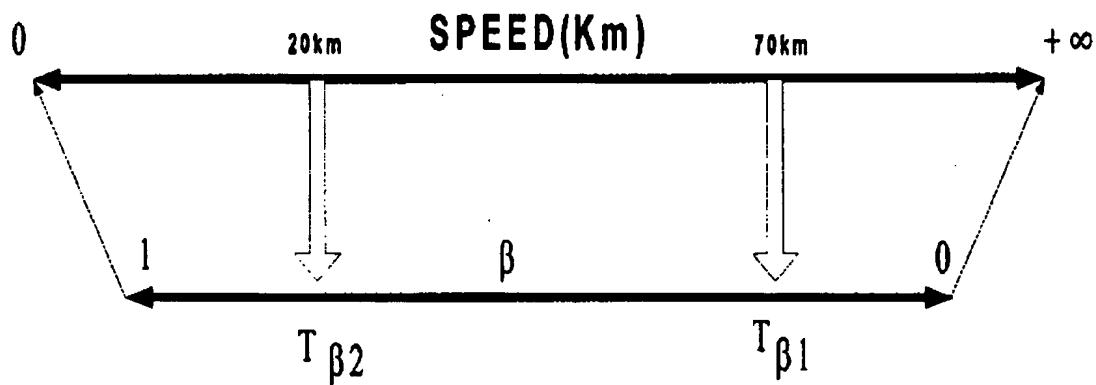
【도 5】



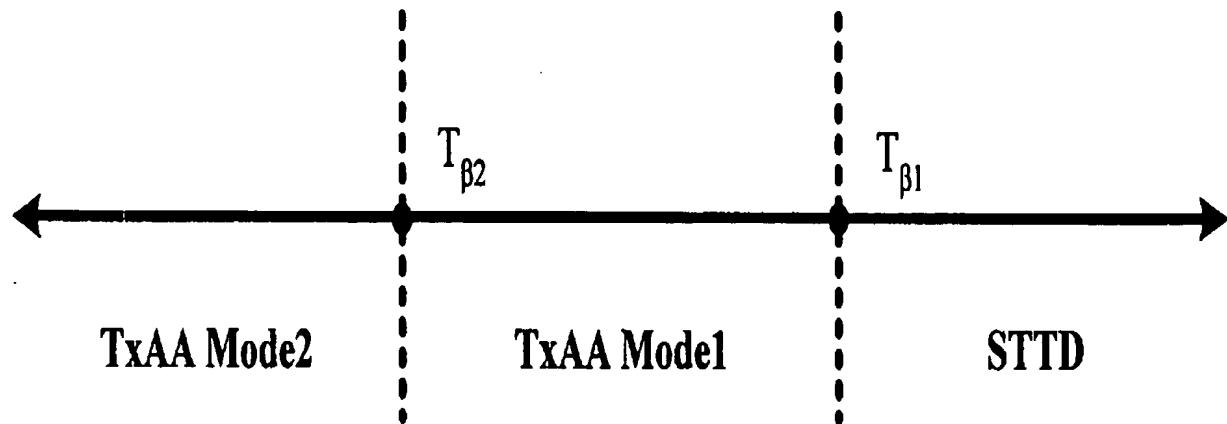
【도 6】



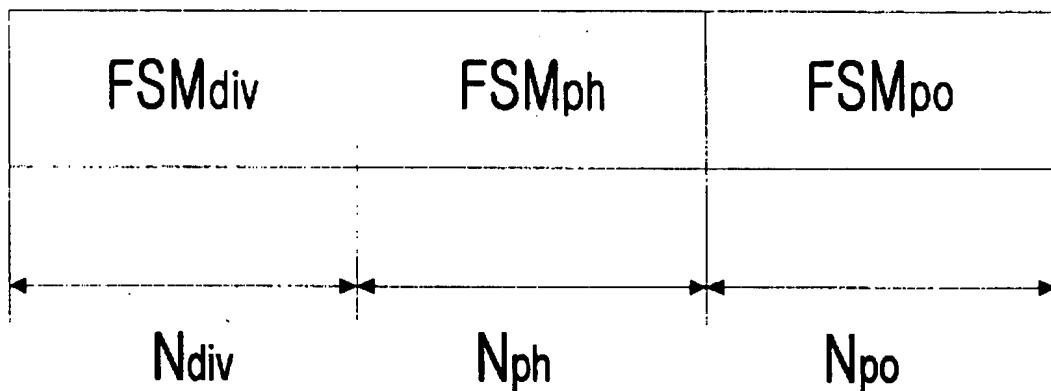
【도 7】



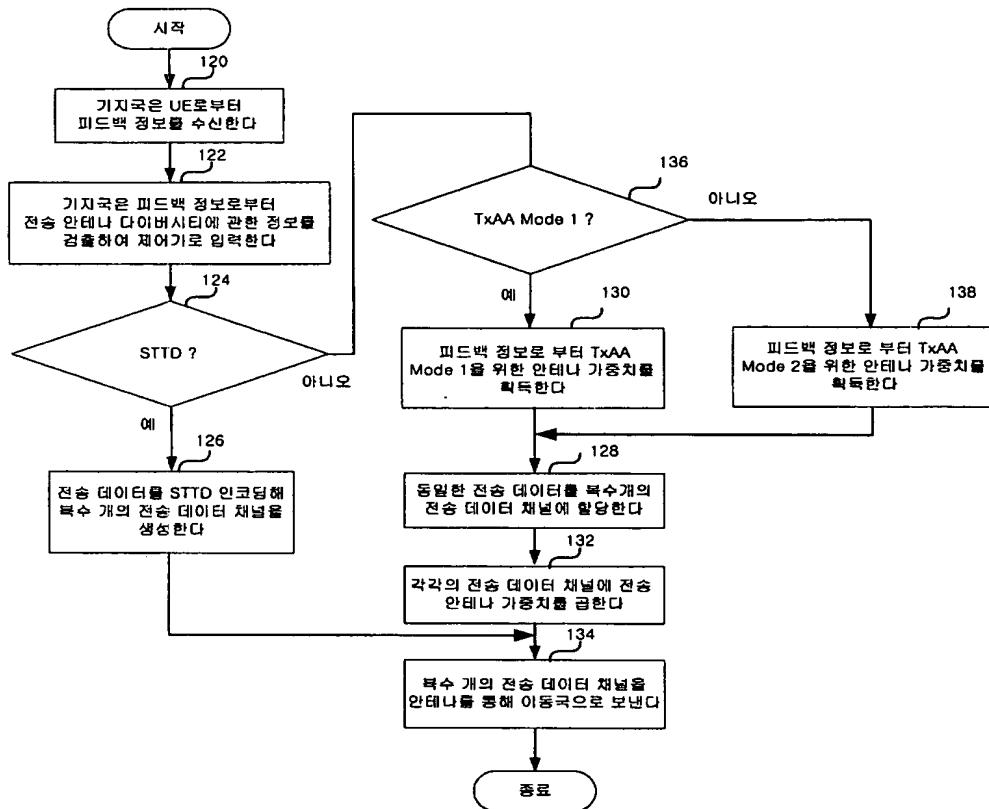
【도 8】



【도 9】



【도 10】



【도 11】

